



COPY OF PAPERS  
ORIGINALLY FILED

# CERTIFIED COPY OF PRIORITY DOCUMENT



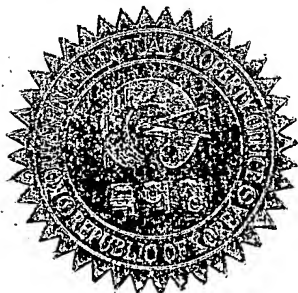
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto  
is a true copy from the records of the Korean Intellectual  
Property Office.

출원 번호 : 특허출원 2001년 제 35970 호  
Application Number PATENT-2001-0035970

출원 년 월 일 : 2001년 06월 19일  
Date of Application JUN 19, 2001

출원인 : 삼성전자 주식회사  
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2001 년 12 월 22 일

특 허 청

COMMISSIONER



## 【서지사항】

【서류명】	출원인 변경 신고서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2001.11.24
【구명의인】	
【성명】	정대권
【출원인코드】	4-2001-024529-8
【사건과의 관계】	출원인
【신명의인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【사건의 표시】	
【출원번호】	10-2001-0035970
【출원일자】	2001.06.19
【심사청구일자】	2001.06.19
【발명(고안)의 명칭】	부분 전송 시퀀스를 이용하는 OFDM 방식에 있어서 첨두전력을 절감하는 방법 및 그 장치
【변경원인】	전부양도
【취지】	특허법 제38조4항·실용신안법 제20조·의장법 제24 조 및 상표법 제12조제1 항의 규정에 의하여 위와 같이 신고합니다. 대리인 이건주 (인)
【수수료】	13,000 원
【첨부서류】	1. 인감증명서_1통 2. 양도증_1통 3. 위임장_1통[양도 인]

## 【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0001
【제출일자】	2001.06.19
【국제특허분류】	H04M
【발명의 명칭】	부분 전송 시퀀스를 이용하는 OFDM 방식에 있어서 첨두전력을 절감하는 방법 및 그 장치
【발명의 영문명칭】	A Peak Power Reduction Scheme For Partial Transmit Sequence OFDM
【출원인】	
【성명】	정대권
【출원인코드】	4-2001-024529-8
【발명자】	
【성명】	정대권
【출원인코드】	4-2001-024529-8
【공지예외적용대상증명서류의 내용】	
【공개형태】	한국 과학기술원 석사 논문 발표
【공개일자】	2000.12.20
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조 의 규정에 의한 출원심사 를 청구합니다. 출원인 정대권 (인)
【수수료】	
【기본출원료】	20 면 39,000 원
【가산출원료】	5 면 17,000 원
【우선권주장료】	0 건 0 원
【심사청구료】	9 항 397,000 원
【합계】	453,000 원
【감면사유】	개인 (70%감면)
【감면후 수수료】	135,900 원
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통 2. 신규성(출원시의 특 례)규정을 적용받기 위한 증명서류_1통[논문 및 발 체 번역문]

## 【요약서】

## 【요약】

본 발명은 통신 기법인 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing 이하 OFDM이라 함)의 문제점인 높은 첨두전력 대비 평균 전력(Peak-to-Average Power Ratio 이하 PAPR이라 함)값의 감소에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 PAPR감소를 위해 사용하는 방법중 부분 전송 시퀀스(Partial transmit swquence, 이하 PTS라 함)에 관한 것이다.

이를 위하여 본 발명에 따른 첨두전력을 절감하기 위한 OFDM 송신기는 송신하고자 하는 직렬데이터를 길이  $N$ 의 데이터 블록으로 구분하고, 상기 데이터 블록의 데이터를  $M$ 개의 하부블럭에 인터리브 방식으로 배분하는 인터리브드하부블럭분할장치; 상기  $M$ 개의 각 하부블럭에 배분된  $N/M$ 개의 데이터에 대해 각각  $N/M$ -point IFFT를 수행하는  $M$ 개의 IFFT장치; 상기  $M$ 개 IFFT장치 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터의 주파수성분에 직교성을 부여하기 위해 상기 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터에 소정의 계수를 각각 곱하는  $M$ 개의 계수곱셈기; 상기 각 계수 곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값을 이용하여 PAPR 최소화를 위한  $M$ 개의 위상인자를 최적화하는 장치; 상기 최적화된  $M$ 개의 위상인자를 각각 해당 계수곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값에 곱하는 곱셈기; 및 상기  $M$ 개의 곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값을 합하여 전송하는 전송장치를 포함하는 것을 특징으로 한다.

## 【대표도】

도 7, 도 8

**【명세서】****【발명의 명칭】**

부분 전송 시퀀스를 이용하는 OFDM 방식에 있어서 첨두전력을 절감하는 방법  
및 그 장치{A Peak Power Reduction Scheme For Partial Transmit Sequence OFDM}

**【도면의 간단한 설명】**

도 1은 부분 전송 시퀀스의 블록도이다.

도 2는  $N = 32$ ,  $M = 4$ 인 경우 인터리브드 하부블럭 분할의 예이다.

도 3은  $N = 32$ ,  $M = 4$ 인 경우 인접 하부블럭 분할의 예이다.

도 4는  $N = 32$ ,  $M = 4$ 인 경우 의사랜덤 하부블럭 분할의 예이다.

도 5는 OFDM 신호의 PAPR의 상보성 누적 분포 함수(complementary cumulative distribution function)이다.

도 6은 본 발명에 따른 ITL 송신기의 블록도이다.

도 7은 본 발명에 따른 ITL 수신기의 블록도이다.

도 8은 기존 하부블럭 분할 방안들과 본 발명에 따른 ITL 방안의 PAPR 저감  
성능 비교한 결과이다.

도 9는 기존 하부블럭 분할 방안들과 본 발명에 따른 ITL 방안의 시간영역  
샘플의 비교이다.

**【발명의 상세한 설명】****【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

- <10>      본 발명은 통신 기법인 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing 이하 OFDM이라 함)의 문제점인 높은 첨두전력 대비 평균 전력(Peak-to-Average Power Ratio 이하 PAPR이라 함)값의 감소에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 PAPR감소를 위해 사용하는 방법 중 부분 전송 시퀀스(Partial transmit swquence, 이하 PTS라 함)에 관한 것이다.
- <11>      OFDM은 현재 디지털 방송의 전송기법으로 이용되고 있고 향후 대용량 멀티 미디어 무선통신에 사용될 중요한 통신기법으로서 높은 첨두전력(peak power)는 OFDM의 최대 단점이며 본 발명을 통해 이를 해결하는 방법을 제시하고자 한다.
- <12>      OFDM은 다중반송파 변조방식의 일종으로, 다중경로 페이딩의 이동통신 환경에서 우수한 성능을 발휘한다. 이 때문에 지상파 디지털 TV 및 디지털 음성 방송에 적합한 변조방식으로 주목을 받고 있다. 이 변조방식에서는 단일 반송파로 고속전송을 하는 대신 다수의 반송파상에서 병렬로 저속전송을 행하게 된다. 전송이 병렬로 이루어지게 되면 원래의 입력데이터의 심벌주기보다 다수 반송파 신호 상에서 심벌주기가 길어지기 때문에 페이딩에 의한 영향이 소수의 인접한 비트에 끼침으로써 이들 비트에 오류가 발생하는 현상이 다수의 병렬비트의 미약한 페이딩 현상으로 변경되게 된다. 이로써 OFDM 방식이 채널의 왜곡에 덜 민감하게 된다.

<13> 이 변조방식에서 서브채널의 스펙트럼은 상호직교성을 유지하면서 서로 중첩되어 있기 때문에 최적 스펙트럼 효율을 가질 수 있는 장점이 있다. 또한 OFDM 변조/복조가 IDFT/DFT에 의해 구현되기 때문에 변조/복조부의 효율적인 디지털 구현이 가능하게 된다. 하지만 OFDM은 다중반송파 변조 고유의 문제점인 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)의 단점을 갖고 있다. PAPR이 높은 신호는 선형증폭기의 효율을 낮추고 비선형증폭기에서는 동작점을 비선형영역에 들어서게 하여 반송파들간의 상호변조와 스펙트럼 분산을 일으킨다. 이러한 PAPR을 낮추기 위한 여러 가지 방법과 방안이 연구되고 있다.

<14> PAPR은 다음과 같이 정의된다. 여기서  $s(nT)$ 는 주기  $T$  간격으로 샘플된 신호이고  $x_n$ 은 그 샘플값이며,  $E\{\cdot\}$ 는 기대값을 구하는 연산자이다.

<15> [수학식 1]

$$\text{PAPR} \equiv \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |s(nT)|^2}{E\{|s(nT)|^2\}} = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |x_n|^2}{E\{|x_n|^2\}}$$

<17> PAPR을 낮추기 위한 여러 가지 기술 중 기본적인 것으로서 선형증폭기를 사용하여 선형영역에서 동작하게 하거나 비선형증폭기에서 back-off를 하여 선형영역에서 동작하게 하는 것이 있으나 이 방법은 증폭기의 효율이 낮아지는 단점이 있다. 보다 간단한 것으로는 신호의 크기가 정해진 값보다 크면 강제로 그 크기를 정해진 값으로 잘라내는 clipping이 있다. 이 방법은 간단하긴 하지만, 비선형 연산으로 인해 대역내 왜곡이 발생하여 BER 성능이 나빠지고, 대역외 노이즈가 생겨서 스펙트럼 효율을 떨어뜨리는 단점이 있다.

- <18> 다중반송파에 부호화(coding)를 응용하는 방법도 있다. 여기서는 여분의 반송파에 신호의 PAPR이 낮아지도록 패리티 비트(Parity bit)를 덧붙여 전송한다. 이 기술은 오류정정 기능 뿐만 아니라 작은 부가적인 대역폭으로 많은 PAPR 저감 효과를 거두지만, 반송파 수가 많아지면 룩업 테이블(look-up table)이나 생성 매트릭스(generation matrix)의 크기가 커져 매우 복잡해지고 비효율적으로 되며 속도가 늦어진다.
- <19> 최근에 PAPR을 감소시키는 유망한 두 가지 기술이 제안되었다.
- <20> 하나는 선택적 매핑(selective mapping 이하 SLM이라 함)이고 다른 하나는 부분 전송 시퀀스(Partial transmit sesuence 이하 PTS라 함)이다. SLM은 길이  $N$ 의 동일한 데이터에  $M$ 개의 통계적으로 독립적인 시퀀스(길이  $N$ )를 곱해서 그 중 가장 낮은 PAPR을 보이는 시퀀스를 전송하는 방식이다.  $M$ 개의 IFFT 과정이 필요로 한 대신, PAPR을 상당히 낮출 수 있고 임의의 반송파 개수에 적용이 가능하다는 장점이 있다.
- <21> PTS는 SLM과 동일한 장점을 갖고 있을 뿐만 아니라 비선형 왜곡없이 PAPR을 줄이는 가장 효과적이고 융통성 있는 방법으로 알려져 있다.
- <22> 도 1에서 보는 바와 같이 PTS는 길이  $N$ 의 데이터 블록을  $M$ 개의 하부블럭(하부블럭)으로 나누어  $N$ -point IFFT를 한 다음 각 하부블럭에 위상인자를 곱한 결과를 비트별로 합해서 PAPR이 최소화 되도록 최적화 알고리즘에 의해 위상인자를 최적화한다. 그 결과로 나타나는 위상인자를 각 하부블럭에 곱하여 비트별로 합하면 최소화된 PAPR이 얻어진다.



<23> PTS는 하부블럭 분할(하부블럭 분할) 방안에 따라 융통성 있게 적용될 수 있다. 이는 크게 3가지로 나뉘는 데 인터리브드(인터리브드) 방안, 인접(인접) 방안, 의사랜덤(의사랜덤) 방안들이다. 도 2에서 나타난 바와 같이 인터리브드 하부블럭 방안은 방안은 각 하부블럭에 다른 하부블럭과 겹쳐지 않도록 반송파를 M만큼의 동일한 간격으로 배치하는 방안이다. 이 방안에서는 길이 N의 데이터 블럭을 M개의 하부블럭으로 나누어 각 하부블럭에 할당할 때 대부분의 데이터는 0이고 0이 아닌 데이터는 M만큼의 간격으로 주기적으로 나타나기 때문에 Cooley-Tukey IFFT 알고리즘을 이용할 수 있다. 그래서 이 방안은 계산량이 다른 두 분할 방안보다 훨씬 적은 장점이 있다. 그러나 0이 아닌 데이터의 주기성으로 인해 자기상관성(autocorrelation)이 커져 PAPR을 감소시키는 성능은 좋지 못한 단점이 있다. 이 방안을 구현할 때 필요한 복소수 곱셈과 덧셈의 계산량이 다음과 같이 구해진다. 여기서 N은 반송파의 수이고 M은 하부블럭의 수이다.

<24> [수학식 2]

$$n_{mul} = \left( \frac{N}{2M} \log_2 \frac{N}{M} + N \right) \times M = \frac{N}{2} \log_2 L + MN \quad (2.2)$$

$$n_{add} = \left( \frac{N}{M} \log_2 \frac{N}{M} \right) \times M = N \log_2 L$$

<26> 도 3에서 보는 바와 같이 인접 하부블럭 분할 방안은 각 하부블럭에 다른 하부블럭과 중복되지 않도록 N/M개의 연속적인 반송파를 배치하는 방법이다. 여기서는 데이터의 주기성이 나타나지 않기 때문에 일반적인 IFFT 알고리즘을 이용

하며, 그래서 계산량이 인터리브드 방법보다 많다. 하지만 그 만큼 인터리브드 방안보다 나은 성능을 보인다. 다음은 계산량을 나타낸 식이다.

<27> [수학식 3]

$$n_{mul} = \left( \frac{N}{2} \log_2 N \right) \times M \quad (2.3)$$

$$n_{add} = (N \log_2 N) \times M$$

<29> 도 4에서 보는 바와 같이 의사랜덤 하부블럭 분할 방안에서는 다른 하부블럭과 중복되지 않도록 각 하부블럭에 반송파를 임의로 배치한다. 단, 각 하부블럭에 배당된 반송파의 개수가 동일하도록 한다. 이 방안은 데이터의 자기상관성이 아주 낮기 때문에 PAPR을 감소시키는 효과가 다른 두 방법보다 훨씬 크다. 계산량은 인접 방안과 동일하다.

<30> 다음 표 1은 반송파의 수  $N = 256$ 이고 하부블럭의 수  $M$ 을 변화시켰을 때의 계산량을 비교한 것이다. 계산량이 인터리브드 방안이 다른 방안보다 4배 정도 적음을 알 수 있다.

<31> [표 1] PTS에서의 세가지 하부블럭 분할 방안의 복소수 계산량 비교

&lt;32&gt;

$M$	인터리브드		인접, 의사랜덤	
	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈
1	1280	2048	1024	2048
2	1408	1792	2048	4096
4	1792	1536	4096	8192
8	2688	1280	8192	16384
16	4608	1024	16384	32768

&lt;33&gt;

도 5는 세가지 하부블럭 분할 방안의 PAPR 저감 성능을 비교한 것이다. (참고:  $CCDF = Pr(PAPR > PAPR_O)$ 로서 OFDM 신호의 PAPR이  $PAPR_O$  보다 큰 확률을 나타냄.) 예상대로 의사랜덤 방안이 제일 나은 성능을 보이고 인터리브드 방안이 가장 나쁜 성능을 보인다. 따라서 이 세가지 방안은 계산량과 성능면에서 상충관계(trade-off)를 보인다. 위 세가지 방안 외에 인터리브드 방안과 의사랜덤 방안의 중간적인 성격을 띄는 연결된(concatenated) 의사랜덤 하부블럭 분할 방안이 있다. 이 방안은 연결 인자 C를 두어 하부블럭의 N/C 구간에 의사랜덤 방안과 동일하게 반송파를 배치한 다음 나머지 구간에 그 배치 형태를 똑같이 복사하는 방안이다. 그래서 전체적으로 보면 의사랜덤 방안을 인터리브(interleave)한 형태가 된다.

&lt;34&gt;

이 방안의 계산량과 성능을 살펴보면, 연결 인자 C에 따라 달라지지만 계산량은 인터리브드와 의사랜덤 방안의 계산량 사이에 있고, 성능 또한 두 방안의 성능의 사이에 있으며, 계산량과 성능은 상충관계에 있다. 따라서 필요한 성능과 계산량에 맞게 선택할 수 있는 폭을 넓혀준다.

<35> 요컨대, PAPR을 감소시키는 여러 가지 방법 중 계산량이 늘어나는 단점이 있지만 PAPR의 저감에 좋은 성능을 보이고 임의의 반송파 개수에 적용이 가능하고 하부블럭 분할 방안에 따라 필요한 성능과 계산량에 맞게 선택할 수 있는 PTS 방법에 대한 연구가 근래에 활발하다. 늘어난 계산량은 하드웨어의 집약도가 커지고 속도가 빨라짐에 따라 충분히 해결 가능하기 때문에 시스템 성능이 중요한 응용에서 PTS가 주요 관심사로 떠오르고 있다.

**【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】**

<36> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 상기와 같은 문제점을 해소하기 위해 PTS에서 인터리브드 하부블럭 분할 방안을 이용하되 위에서 소개한 세가지 하부블럭 분할 방안의 상충관계를 초월하여 계산량도 낮추고 PAPR저감 효과도 높이는 방안을 제공하고자 하는 것이다.

**【발명의 구성 및 작용】**

<37> 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명하고자 한다. 계산량의 관점에서 보면 인터리브드 하부블럭 분할 방안이 PTS의 최적의 기본 방안이다. 그러나 의사랜덤 하부블럭 분할 방안이 PAPR의 감소에 있어서 제일 우수한 성능을 보인다. 그래서 PTS의 하부블럭 분할 방안들 사이에서는 PAPR을 감소시키는 성능과 계산량이 상충관계(trade-off)에 있다. 설명의 편의를 위하여 본 발명에서 제안하는 방안을 interleave-and-transmit-L-sample (이하 ITL라 함) 방안이라고 명명하고자 한다. 이 방안은 PTS를 이용하고 인터리브드 하부블럭 분할 방안을 기반으로 한다.

<38> 이하 본 발명에 대한 수학적 분석이다. ITL 방안이 인터리브드 하부블록 분할 방안을 기반으로 하고 있다는 점을 기억하면, 각 벡터  $X^{(m)} (0 \leq m \leq M-1)$ 의 원소들은 다음과 같이 주기성을 띠을 알 수 있다.

<39> [수학식 4]

$$<40> \quad X_n^{(m)} = \begin{cases} \text{non-zero}, & n = m, M+m, 2M+m, \dots, (L-1)M+m \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

<41>  $L = N/M$ 이다. 여기서, Non-zero의 의미는 값을 갖게 된다는 것이어서, 0값을 갖게 되는 경우까지 포함한다. IFFT 공식을 각 하부블록에 적용시키면 시간영역 신호는 다음과 같이 주어진다.

<42> [수학식 5]

$$<43> \quad x_n^{(m)} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^{(m)} e^{j2\pi nk/N}$$

$$<44> \quad = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi n(Ml+m)/N}$$

$$<45> \quad = e^{j2\pi mn/N} \cdot \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi nMl/N}$$

$$<46> \quad = \frac{1}{M} e^{j2\pi mn/N} \cdot \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi nl/L}, \quad \begin{matrix} 0 \leq n \leq N-1, \\ 0 \leq m \leq M-1 \end{matrix}$$

<47> 수학식 4에서는 N-point IFFT를, 수학식 5에서는 L-point IFFT를 이용하는 것에 주목할 필요가 있다. 여기서 한 가지 중요한 것이 관찰된다.

$$<48> \quad \text{수학식 5에서 } n \text{이 } 0, L, 2L \dots \text{일 때 } \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi nl/L} \text{의 값이 각각 동일함}$$

을 알 수 있다. 이는  $n$ 이 1,  $L+1$ ,  $2L+1$ ...일 때 역시 마찬가지이다. 따라서, 인터리브 방안을 이용하는 경우에 있어  $N$ -point IFFT에 의한 결과는 벡터  $X^{(m)}$ 의 non-zero값인  $L$ 개 데이터들에 대한  $L$ -Point IFFT에 의해 변환된 값을  $M$ 번 반복하고 각각 계수  $\frac{1}{M} \cdot e^{j2\pi mn/N}$  을 곱한 값을 합산하는 결과와 동일하다. 즉,  $L$ 개의 시간영역 샘플이  $M$ 번 반복해서 나타나고, 최종적인 시간영역 샘플이 구해지기 전에  $\frac{1}{M} \cdot e^{j2\pi mn/N}$  이 반복되는  $L$ -point IFFT된 샘플에 곱해지는 방법으로 달리 표현할 수 있는 것이다. 따라서, 인터리브 방식으로 배분된 하부블럭의  $L$ 개의 샘플들만이 전송되더라도 수신기는 수신된  $L$ 개의 샘플들을 이용하여 다른 샘플들을 복원할 수 있다. 바꾸어 말하면, 수신기는  $L$ 개의 샘플들만으로도 모든 정보를 복조해낼 수 있는 것이다. 수신기에서 곱해져야 할 계수들을 다음의 표 2에 나타내었다.

<49> [표 2] 수신기에서 곱해져야 할 계수들

<50>

$m \backslash n$	0	1	2	...	$L-1$
0	1	1	1	...	1
1	1	$e^{-j\frac{2\pi}{N}}$	$e^{-j\frac{4\pi}{N}}$	...	$e^{-j\frac{2\pi(L-1)}{N}}$
2	1	$e^{-j\frac{4\pi}{N}}$	$e^{-j\frac{8\pi}{N}}$	...	$e^{-j\frac{4\pi(L-1)}{N}}$
...	...	...	...	...	...
$M-1$	1	$e^{-j\frac{2\pi(M-1)}{N}}$	$e^{-j\frac{4\pi(M-1)}{N}}$	...	$e^{-j\frac{2\pi(M-1)(L-1)}{N}}$

<51> 제안된 방안을 채택한 송신기와 수신기의 구조는 도 6과 도7에 각각 나타내었다. 도 6을 살펴본다. 데이터가 입력되면 인터리브드하부블럭분할장치는 송신하고자 하는 직렬데이터를 길이 N의 데이터 블록으로 구분하고, 상기 데이터 블록의 데이터를 M개의 하부블럭에 인터리브 방식으로 배분한다. 이는 도 2에서 보여주는 바와 같이 구현을 할 수도 있다. 즉, 송신하고자 하는 직렬데이터를 길이 N의 데이터 블록으로 구분하고, 상기 데이터 블록의 데이터를 길이가 N인 M개의 하부블럭에 배분하되, 각 하부블럭에 배분되는 데이터 수가 N/M개로 동일하고, 각 하부블럭의 데이터는 다른 하부블럭의 데이터 배열과 겹쳐지 않도록 M만큼의 동일한 간격으로 배열하고 상기 데이터가 배분되지 않은 위치의 데이터는 모두 0이 되도록 구현하는 것이다.

<52> 앞서 살펴본 수학적 식 5에서 제시된 방안을 이용하기 위해 M개의 IFFT장치는 각 하부블럭에 배분된 N/M개의 데이터에 대해 각각 N/M-Point IFFT를 수행한다. M개의 계수곱셈기는 IFFT장치의 출력 데이터는 주파수 성분이 모두 동일하기 때문에 수신기에서 복조가 가능하도록 출력데이터의 주파수 성분에 직교성을 부여하기 위해 각각의 N/M개 출력 데이터에 계수를 각각 곱한다.

$$\frac{1}{M} e^{j2\pi mn/N} \quad (0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1)$$

값을 이용할 수 있다. 물론, 절대값은 변경될 수 있다. 계수 곱셈기의 출력값에 위상인자를 곱한 결과를 심볼별로 합해서 PAPR 최소화를 위한 최적화 알고리즘에 의해 위상인자를 최적화하는 장치를 이용하여 M개의 위상인자를 최적화하고, 최적화된 M개의 위상인자를 각각 해당하는 계수곱셈기의 N/M개의 출력값에 곱한다.

<53> 실질적으로 동일한 시간의 샘플값을 합하는 방식으로 M개의 곱셈기의 N/M개의 출력값을 합하여 전송한다.

<54> 이러한 OFDM 송신기로부터 전송되는 신호를 수신하는 OFDM 수신기는 도 7에서 보여주고 있다. 상관기는 수신한 신호를 주파수의 직교성을 이용하여 각각 길이 L인 M개의 하부블럭으로 분리한다.

<55> 위상인자제거장치는 각 하부블럭의 길이 L의 출력 데이터에 해당 역위상인자를 곱하고, M개의 역계수곱셈기는 위상인자제거장치를 거친 각 하부블럭의 L개의 각 신호의 주파수성분이 갖고 있는 직교성분을 제거하기 위해서  $e^{-j2\pi mn/N}$  ( $0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1$ )을 이용한다. M개의 FFT장치는 각 역계수곱셈기를 거친 L개의 신호에 대해 L-point FFT를 각각 수행한다.

<56> 디인터리브기는 각 FFT장치를 거친 신호들에 대해 디인터리브를 수행하여 수신하고자 하는 신호를 복원한다.

<57> 송신기에서 각 하부블럭의 L개의 연속적인 시간영역 샘플은 한번의 L-point IFFT과 L번의 복소수 곱셈으로 구해진다. 복조는 변조의 역순으로 이루어지기 때문에 수신기에서 각 하부블럭은 L번의 복소수 곱셈과 한번의 L-point IFFT을 통해 복조된다. 그래서 송신기와 수신기는 다음과 같이 같은 계산량을 필요로 한다.

<58> [수학식 6]



&lt;59&gt;

$$n_{mul} = \left( \frac{N}{2M} \log_2 \frac{N}{M} + \frac{N}{M} \right) \times M = \frac{N}{2} \log_2 L + N$$

$$n_{add} = \left( \frac{N}{M} \log_2 \frac{N}{M} \right) \times M = N \log_2 L$$
(4.3)

&lt;60&gt;

인터리브드 방안과 관련한 변조에서는 Cooley-Tuckey IFFT를 이용하지만 복조에서는 일반적인 N-point FFT를 필요로 함을 염두하면서 계산량 관점에서 인터리브드 방안과 ITL방안을 비교해 보자. 다음 표에 그 결과를 나타내었다. 한 심볼당subcarrier의 수는 256이고 하부블럭의 수는 16까지 변화시켰다.

&lt;61&gt;

[표 3] 인터리브드 방안과 ITL 방안의 복소수 계산량 비교

&lt;62&gt;

M	인터리브드				ITL			
	송신기		수신기		송신기		수신기	
	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈
1	1280	2048	1024	2048	1280	2048	1280	2048

&lt;63&gt;

2	1408	1792	2048	4096	1152	1792	1152	1792
4	1792	1536	4096	8192	1024	1536	1024	1536
8	2688	1280	8192	16384	896	1280	896	1280
16	4608	1024	16384	32768	768	1024	768	1024

&lt;64&gt;

위의 표에서 놀랄만한 사실이 발견된다. M이 증가하면서 ITL방안의 계산량은 감소하는 반면 인터리브드 방안의 계산량은 증가한다. M = 8일 때, ITL 방안은 인터리브드 방안보다 송신기에서는 복소수 곱셈량이 3배 정도 적고 수신기에서는 복소수 곱셈량이 9배 정도 적음을 볼 수 있다. M = 16일 때는 그 차이가 훨

션 커진다. 따라서 ITL 방안은 송수신기 모두의 계산량을 줄여주는 관점에서 인터리브드 방안을 능가한다고 할 수 있다. 이것은 또한 계산량 관점에서 기존의 다른 두 방안(인접 방안과 의사랜덤 방안)보다 뛰어남을 뜻한다. 이하 본 발명이 시스템 성능을 얼마나 많이 개선하는지를 보고자 한다. 도 8은 ITL 방안을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 환경은 다음과 같다. 128개( $N = 128$ )의 carrier로써 random QPSK 심볼을 변조하고, 4개( $M = 4$ )의 하부블럭으로 분할하고, 위상인자  $b^{(m)}$ 을 {크, ㄱ}로 하여 최적화하였다.

<65>      도 8에서 ITL 방안을 이용하면 의사랜덤 방안과 비교해서 0.001% ( $=10^{-5}$ ) 확률의 PAPR이 1 dB 이상의 감소를 보이는 것을 볼 수 있다. 이것은 위상인자가 최적화되어야 하는 시간영역 샘플들의 수가 ITL방안에서는 단지  $L (= N/M)$ 개인 반면 기존의 다른 방안에서는  $N$ 개이기 때문이다. 즉, 샘플의 개수가  $N$ 개에서  $L$ 개로 줄어든 것이 PAPR을 획기적으로 줄인 것이다. 예를 들면,  $N = 256$ ,  $M = 16$ 인 경우를 보자.  $L = N/M = 16$ 이므로 ITL 방안에서는 위상인자가 최적화되어야 하는 시간영역 샘플들의 수가 16이다. 기존 방안에서는 위상인자가 최적화되어야 하는 시간영역 샘플들의 수가 256이므로, 만약 ITL 방안에서 최적화된 위상인자를 기존 방안에 그대로 이용한다면 나머지 240 ( $= 256 - 16$ )개의 시간영역 샘플들 중 적어도 한 샘플이 높은 첨두전력을 보이게 되어 PAPR이 더 높아져 버리게 될 것이다.

<66>      그래서 ITL 방안에서 최적화된 위상인자와 기존 방안에서 최적화된 위상인자가 다르게 된다. 이런 연유로 시간영역 샘플수의 차이로 인해 PAPR이 큰 차이를 나타내게 되는 것이다. ITL 방안의 결과로서 나타나는 시간영역 샘플을 살펴

보면 ITL 방안이 얼마나 시스템의 성능을 향상시키는지 볼 수 있다. 도 9는 원래의 OFDM과 각 방안들의 성능을 비교한 것이다.

**【발명의 효과】**

<67> 근래의 연구가 PTS의 세가지 방안 중 계산량은 많지만 가장 나은 성능을 보이는 의사랜덤 방안에 주목하는 경향이 있지만, 본 발명이 제시한 방안은 원래의 인터리브드 방안에 비해 PAPR 감소에 있어서 월등한 성능을 보일 뿐만 아니라, 의사랜덤 방안보다도 훨씬 나은 성능을 보인다. 또한, 본 발명에 따른 송수신기는 기존의 세 방안(인터리브드, 인접, 그리고 의사랜덤 방안)을 채택한 송수신기보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 하기 때문에 하드웨어의 크기를 많이 줄일 수 있어 이동통신 단말기에 아주 적합하다고 할 수 있다. 향후 유선통신뿐만 아니라 무선통신에서도 OFDM의 활용이 급증할 것을 고려할 때, 많은 연구결과에서 문제 해결의 어려움을 호소해 온 PAPR의 감소에 있어 탁월한 효과를 확인시켜준 본 발명의 가치는 매우 크고 중요하다.

**【특허청구범위】****【청구항 1】**

첨두전력을 절감하기 위한 OFDM 송신기에 있어서,

송신하고자 하는 직렬데이터를 길이  $N$ 의 데이터 블록으로 구분하고, 상기 데이터 블록의 데이터를  $M$ 개의 하부블록에 인터리브 방식으로 배분하는 인터리브드하부블록분할장치;

상기  $M$ 개의 각 하부블록에 배분된  $N/M$ 개의 데이터에 대해 각각  $N/M$ -point IFFT를 수행하는  $M$ 개의 IFFT장치;

상기  $M$ 개 IFFT장치 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터의 주파수성분에 직교성을 부여하기 위해 상기 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터에 소정의 계수를 각각 곱하는  $M$ 개의 계수곱셈기;

상기 각 계수 곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값을 이용하여 PAPR 최소화를 위한  $M$ 개의 위상인자를 최적화하는 장치;

상기 최적화된  $M$ 개의 위상인자를 각각 해당 계수곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값에 곱하는 곱셈기; 및

상기  $M$ 개의 곱셈기의 각  $N/M$ 개의 출력값을 각각 같은 위치에 있는 심볼별로 합하여 전송하는 전송장치를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 송신기.

## 【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 M개의 계수곱셈기에서 소정의 계수는 다음식

$$e^{j2\pi mn/N} \quad 0 \leq m \leq M-1, 0 \leq n \leq N-1$$
을 이용하여 구하는 것을 특징으로 하는 OFDM 송신기.

## 【청구항 3】

제1항에 있어서, 상기 위상인자에  $\alpha$ ,  $\beta$  을 이용하는 것을 특징으로 하는 OFDM 송신기.

## 【청구항 4】

제1항 OFDM 송신기로부터 전송되는 신호를 수신하는 OFDM 수신기에 있어서, 수신한 신호를 주파수의 직교성을 이용하여 각각 길이 L인 M개의 하부블럭으로 분리하는 상관기;

상기 각 하부블럭의 길이 L의 출력 데이터에 해당 역위상인자를 곱하는 위상인자제거장치;

상기 위상인자제거장치를 거친 각 하부블럭의 L개의 각 신호의 주파수성분이 갖고 있는 직교성분을 제거하기 위한 소정의 계수를 각각 곱하는 M개의 역계수곱셈기;

상기 각 역계수곱셈기를 거친 L개의 신호에 대해 L-point FFT를 각각 수행하는 M개의 FFT장치; 및

상기 각 FFT장치를 거친 신호들에 대해 디인터리브를 수행하여 수신하고자 하는 신호를 복원하는 디인터리브기를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM수신기.

## 【청구항 5】

제4항에 있어서, 상기 M개의 역계수곱셈기에서 소정의 계수는 다음식  $e^{-j2\pi mn/N}$   $0 \leq m \leq M-1$ ,  $0 \leq n \leq N-1$  을 이용하여 구하는 것을 특징으로 하는 OFDM 수신기.

## 【청구항 6】

인터리브드 부분 전송 시퀀스 방안을 이용하되, 다음식

$$\begin{aligned}
 x_n^{(m)} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^{(m)} e^{j2\pi nk/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi n(Ml+m)/N} \\
 &= e^{j2\pi mn/N} \cdot \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi nl/N} \\
 &= \frac{1}{M} e^{j2\pi mn/N} \cdot \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} X_{Ml+m}^{(m)} e^{j2\pi nl/L}, \quad \begin{matrix} 0 \leq n \leq N-1, \\ 0 \leq m \leq M-1 \end{matrix}
 \end{aligned}$$

을 이용하여 L-Point IFFT를 수행하고, 소정의 계수곱셈기를 이용하여 첨부 전력을 절감한 신호를 수신하는 OFDM 수신기에 있어서,

수신한 신호를 주파수의 직교성을 이용하여 각각 길이 L인 M개의 하부블럭으로 분리하는 상관기;

상기 각 하부블럭의 길이 L의 출력 데이터에 해당 역위상인자를 곱하는 위상인자제거장치;

상기 위상인자제거장치를 거친 각 하부블럭의 L개의 각 신호의 주파수성분이 갖고 있는 직교성분을 제거하기 위한 소정의 계수를 각각 곱하는 M개의 역계수곱셈기;

상기 각 역계수곱셈기를 거친  $L$ 개의 신호에 대해  $L$ -point FFT를 각각 수행하는  $M$ 개의 FFT장치;

상기 각 FFT장치를 거친 신호들에 대해 디인터리브를 수행하여 수신하고자 하는 신호를 복원하는 디인터리브기를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM수신기.

#### 【청구항 7】

첨두전력을 절감하기 위한 OFDM 신호 송신방법에 있어서,  
송신하고자 하는 직렬데이터를 길이  $N$ 의 데이터 블록으로 구분하는 단계;  
상기 데이터 블록의 데이터를  $M$ 개의 하부블록에 인터리브 방식으로 배분하는 단계;

상기  $M$ 개의 각 하부블록에 배분된  $N/M$ 개의 데이터에 대해 각각  $N/M$ -point IFFT를 수행하는 단계;

상기  $M$ 개 IFFT장치 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터의 주파수성분에 직교성을 부여하기 위해 상기 각각의  $N/M$ 개 출력 데이터에 소정의 계수를 각각 곱하는 단계;

상기 각 계수 곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값을 이용하여 FAPR 최소화를 위한  $M$ 개의 위상인자를 최적화하는 단계;

상기 최적화된  $M$ 개의 위상인자를 각각 해당 계수곱셈기의  $N/M$ 개의 출력값에 곱하는 단계;

상기  $M$ 개의 곱셈기의 각  $N/M$ 개의 출력값을 각각 같은 위치에 있는 심볼별로 합하여 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 송신 방법.

**【청구항 8】**

제7항의 방법으로 전송되는 신호를 수신하는 OFDM 신호 수신 방법에 있어서

수신한 신호를 주파수의 직교성을 이용하여 각각 길이  $L$ 인  $M$ 개의 하부블럭으로 분리하는 단계;

상기 각 하부블럭의 길이  $L$ 의 출력 데이터에 해당 역위상인자를 곱하는 단계;

상기 위상인자제거장치를 거친 각 하부블럭의  $L$ 개의 각 신호의 주파수성분이 갖고 있는 직교성분을 제거하기 위한 소정의 계수를 각각 곱하는 단계;

상기 각 역계수곱셈기를 거친  $L$ 개의 신호에 대해  $L$ -Point FFT를 각각 수행하는 단계;

상기 각 FFT장치를 거친 신호들에 대해 디인터리브를 수행하여 수신하고자 하는 신호를 복원하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 신호 수신 방법

**【청구항 9】**

첨두전력을 절감하기 위한 OFDM 송신기에 있어서,

송신하고자 하는 직렬데이터를 길이  $N$ 의 데이터 블럭으로 구분하고, 상기 데이터 블럭의 데이터를 길이가  $N$ 인  $M$ 개의 하부블럭에 배분하되, 각 하부블럭에 배분되는 데이터 수가  $N/M$ 개로 동일하고, 각 하부블럭의 데이터는 다른 하부블럭



의 데이터 배열과 겹치지 않도록 M만큼의 동일한 간격으로 배열하고 상기 데이터가 배분되지 않은 위치의 데이터는 모두 0인 인터리브드하부블럭분할장치;

상기 M개의 각 하부블럭에 배분된 N/M개의 데이터에 대해서 각각 N/M-point IFFT를 수행하는 M개의 IFFT장치;

상기 M개 IFFT장치 각각의 N/M개 출력 데이터의 주파수성분에 직교성을 부여하기 위해 상기 각각의 N/M개 출력 데이터에 소정의 계수를 각각 곱하는 M개의 계수곱셈기;

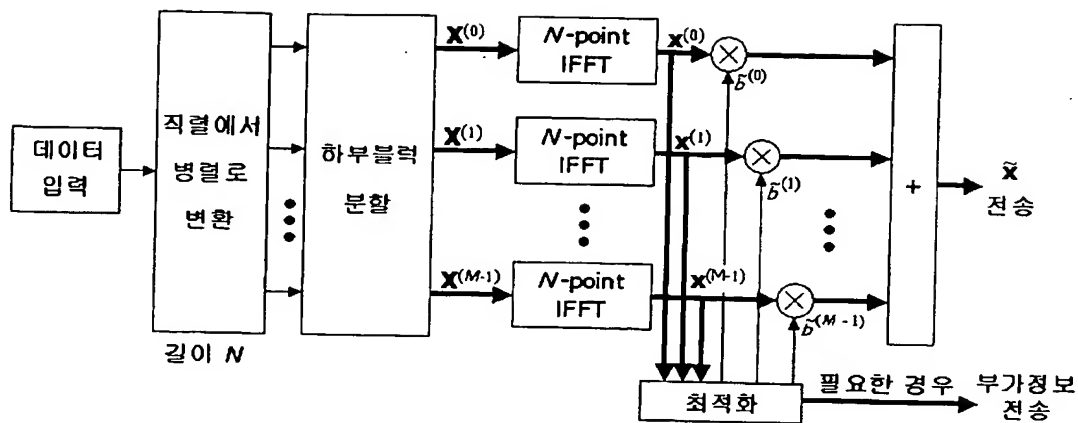
상기 각 계수 곱셈기의 N/M개의 출력값을 이용하여 PAPR 최소화를 위한 M개의 위상인자를 최적화하는 장치;

상기 최적화된 M개의 위상인자를 각각 해당 계수곱셈기의 N/M개의 출력값에 곱하는 곱셈기; 및

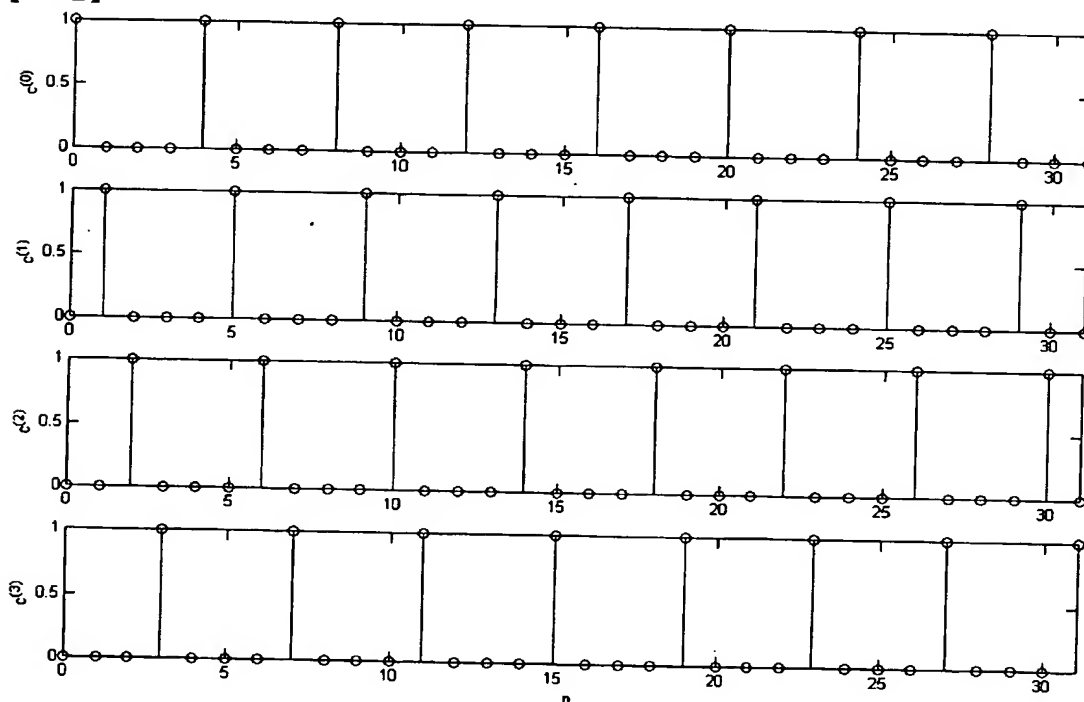
상기 M개의 곱셈기의 각 N/M개의 출력값을 각각 같은 위치에 있는 심볼별로 합하여 전송하는 전송장치를 포함하는 것을 특징으로 하는 OFDM 송신기.

【도면】

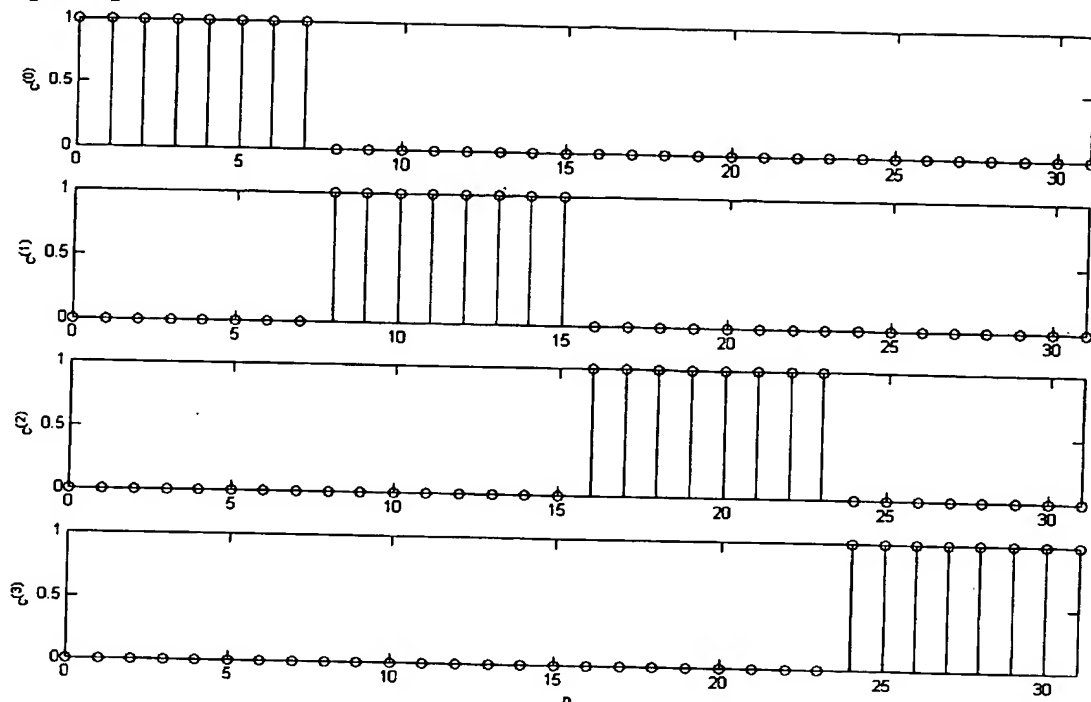
【도 1】



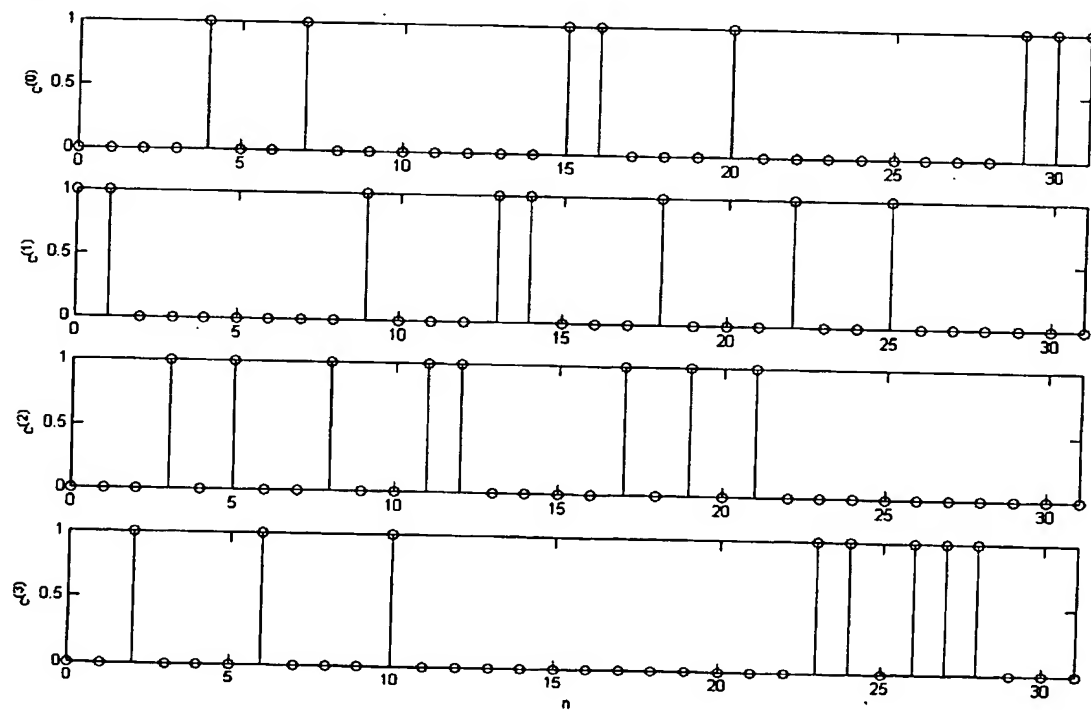
【도 2】



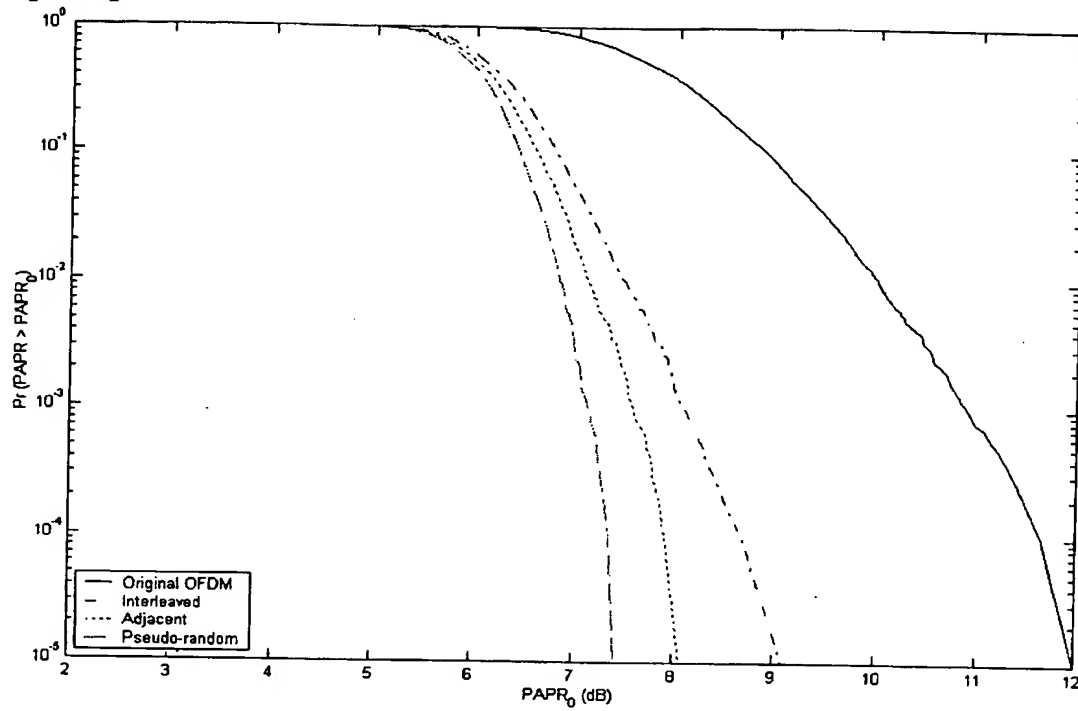
【도 3】



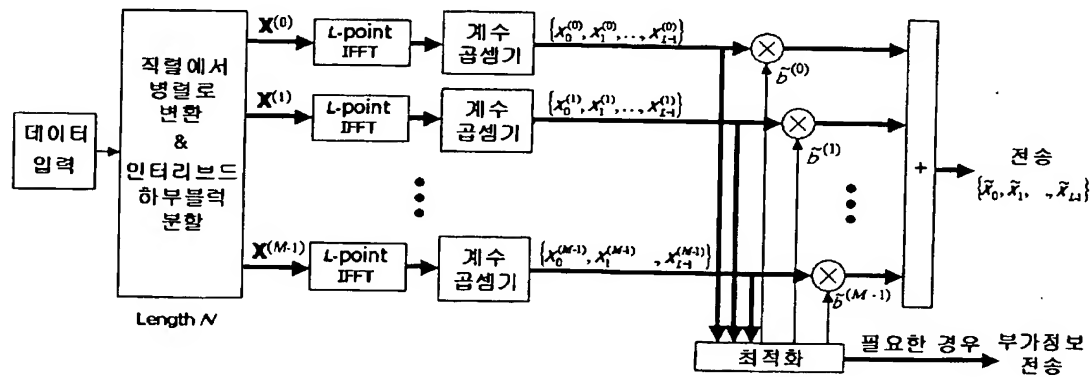
【도 4】



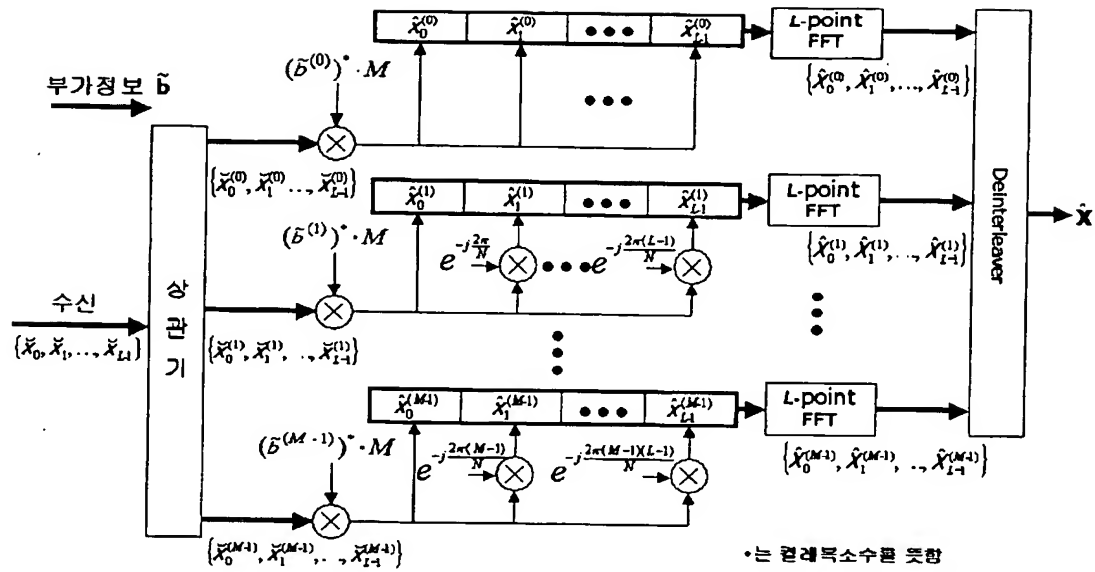
【도 5】



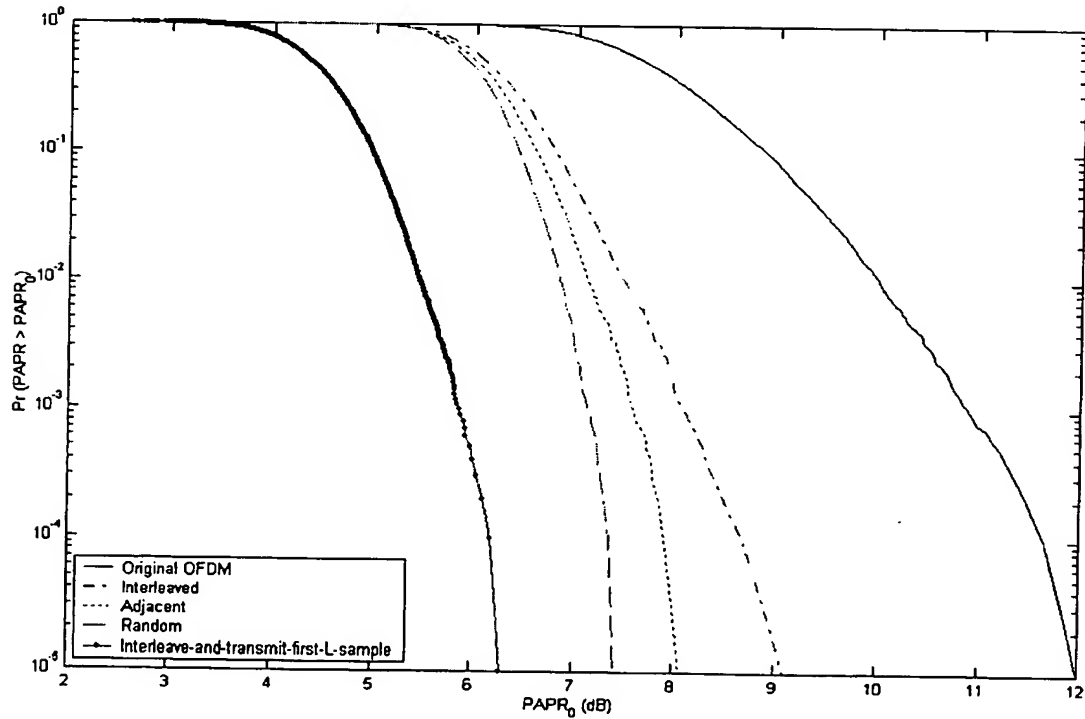
【도 6】



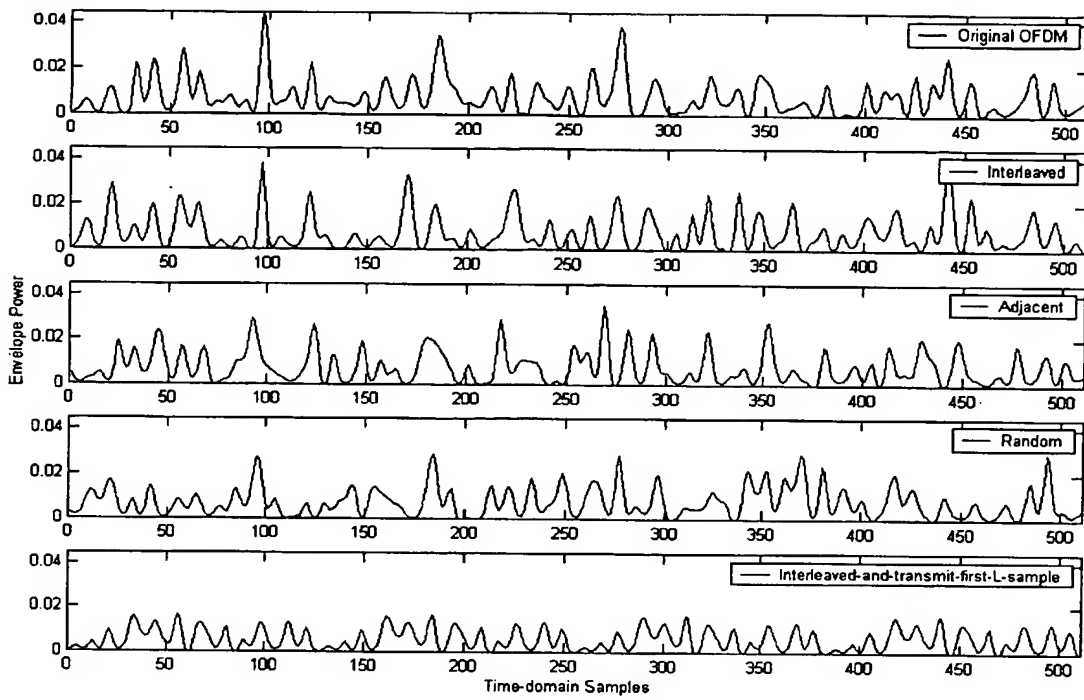
【도 7】

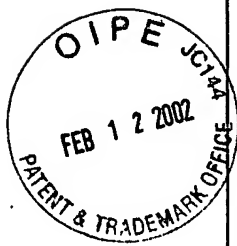


【도 8】



【도 9】





46

PATENT

Atty. Docket No. 678-789(P10128)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANT(S): Dae-Kwon JUNG

SERIAL NO.: 10/027,990

GROUP: Art Unit - Not yet assigned

FILED: December 20, 2001

DATED: January 18, 2002

FOR: METHOD AND APPARATUS FOR REDUCING PEAK  
POWER IN PARTIAL TRANSMIT SEQUENCE OFDM

Assistant Commissioner for Patents  
Washington, D.C. 20231

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Attached is a certified copy of Korean Appln. No. 35970/2001 filed on  
June 19, 2001 from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,

Paul J. Farrell

Reg. No. 33,494

Attorney for Applicant(s)

**DILWORTH & BARRESE, LLP**  
333 Earle Ovington Blvd.  
Uniondale, NY 11553  
(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. §1.8(a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope addressed to the: Assistant Commissioner for Patents, Washington, D.C. 20231 on January 18, 2002.

Dated: January 18, 2002

  
Paul J. Farrell